

燃料電池用パルスリンク方式DC-ACコンバータにおける入力電流リップル低減

福島, 健太郎

九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻 : 博士後期課程

庄山, 正仁

九州大学大学院システム情報科学研究院電気電子システム工学部門

乗越, 勇美

荏原電産

二宮, 保

長崎大学工学部

他

<https://doi.org/10.15017/1517949>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 14 (1), pp.7-12, 2009-03-26. 九州大学大学院システム情報科学研究院

バージョン :

権利関係 :

燃料電池用パルスリンク方式DC-ACコンバータにおける 入力電流リップル低減

福島健太郎*・庄山正仁**・乗越勇美***
二宮保†・原田陽介***・塚越健太***

Input Current-Ripple Reduction Methods for Pulse-link DC-AC Converter for Fuel Cells

Kentaro FUKUSHIMA, Masahito SHOYAMA, Isami NORIGOE,
Tamotsu NINOMIYA, Yosuke HARADA and Kenta TSUKAKOSHI

(Received December 12, 2008)

Abstract: This paper analyzes the steady-state characteristics of pulse-link DC-AC converters applying input current-ripple reduction methods in fuel cell applications. In that kind of applications, small input current-ripple is essential. This limitation is caused by the fuel-cell chemical reaction time. Excessive and pulsed current drawn from the fuel-cell may result in less life-time or damage. In order to reduce the input current-ripple, conventional DC-AC converters for fuel-cell applications normally have large smoothing capacitor placed between boost converter stage and PWM converter stage. However, this capacitor consumes additional space, weight, and cost. A novel topology called pulse-link DC-AC converter is proposed in order to solve the abovementioned issue. This new topology does not require large capacitor value to minimize the input current-ripple. Instead, it uses series-LC circuit placed in parallel between two connected stages. The mechanism of current-ripple reduction is presented. Experimental results showing input current ripple as small as 0.3 A with only small inductance and capacitance value is also demonstrated.

Keywords: DC-AC converter, Fuel cells application, Pulse-link, Input current-ripple reduction

1. はじめに

近年、地球温暖化や化石燃料の枯渇といったエネルギー消費に関する問題が、国際的な規模で課題となっている。地球温暖化の主要原因とされる二酸化炭素は、日本国内において約30%が電気エネルギーに変換する際に排出されている¹⁾。その為、クリーンで変換効率のよいエネルギーシステムが必要とされている。その新しいクリーンエネルギーシステムの一つとして、燃料電池が挙げられる。燃料電池は、水素と酸素を用いた化学反応によって、電気を得る。その為、エネルギー変換課程が少なく、発電効率が高い。更に、燃料電池は電気の生成過程において、大量の熱が発生する。この電気エネルギーと熱エネルギーを両方利用したシステム、すなわち燃料電池を用いたコージェネレーションシステムが新しいエネルギーシステムとして注目されている。特に、燃料電池を用いたコージェネレーションシステムを家庭用に適用す

ると、熱を給湯に利用でき、配線による送電損失を減らすことができる為、エネルギーの総合変換効率が高い²⁾。この家庭用コージェネレーションシステムにおいて、燃料電池から供給される電圧は直流であるため、商用交流に変換するDC-ACコンバータが必要となる。

燃料電池用DC-ACコンバータに求められる主な仕様は、1)入力電圧を昇圧させること、2)燃料電池側と負荷側が絶縁されること、3)低周波の入力電流リップルを抑えること、である。

燃料電池からの入力される電圧は、20V~50Vと商用交流の最大値に比べ低いため、昇圧させる回路が必要となる。また、燃料電池側と負荷側との絶縁は、安全上必要となる。燃料電池用として特筆すべきは、3)の入力電流リップルである。一般的に、燃料電池の電流リップルは、燃料電池の容量に悪影響を及ぼすだけでなく、変換効率や寿命にも影響を与える^{3),4),5),6),7)}。これは、燃料電池が化学反応により電気を得ており、その化学反応時間が商用交流の周期よりもずっと長いためである。

一般的な燃料電池用DC-ACコンバータは、前段が昇圧形の絶縁型コンバータ、後段がPWMインバータの2段構成である。そして、その前段と後段の間に、大きな容量

平成20年12月12日受付

* 電気電子システム工学専攻博士後期課程

** 電気電子システム工学部門

*** 荏原電産

† 長崎大学工学部

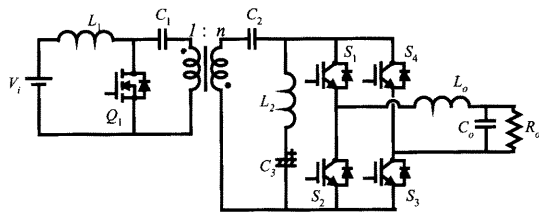


Fig. 1 Proposed circuit topology.

のコンデンサが挿入されている。このコンデンサには、昇圧した出力電圧を一定に保ち、入力電流リップルを低減させる役割を担っている。しかし、このコンデンサが小形化を困難にしている。

そこで著者らは、Fig.1に示す、新しい回路方式を提案している⁸⁾。この回路方式は、スイッチ Q_1 がオンの時に昇圧された電圧を、平滑することなくパルス状波形のまま、直接PWMインバータに供給している。その為、提案回路は平滑回路を必要とせず、部品点数を削減でき、小形化が可能である。この方式は、高周波リンクまたはパルスDCリンクとして知られている^{9),10)}。ただし、9),10)において、入力電流リップル低減については言及されていない。提案回路は、前段と後段の間にインダクタとコンデンサの直列回路を挿入することで入力電流リップルの低減を図っている。この直列のインダクタとコンデンサは、部品点数的には従来の回路構成におけるコンバータの平滑回路と見合い、更にパルスリンク方式のコンデンサ容量は、スイッチング周期でのみ出力電圧源と見なせる容量で済み、従来の構成よりも小形化できる。

本稿では、この直列に挿入されたインダクタとコンデンサのパラメータによる入力電流リップルの低減について、検証及び考察を行ったので報告する。

2. 動作解析

Fig.1に提案回路を示す。この提案回路のスイッチングシーケンスを、Fig.2に示す。スイッチ Q_1 は、昇圧パルス電圧を制御し、スイッチ S_1 と S_4 は、出力電圧が商用交流の正弦波となるように時比率を制御する。また、 S_2 と S_3 が、出力交流電圧の正負を決定する。 S_1 と S_3 及び S_2 と S_4 が対になっており、 S_1 と S_3 は出力電圧が正の半周期、 S_2 と S_4 は出力電圧が負の半周期において動作する。ここでは、正の半周期において解析を行う。また、商用交流の周波数に対し、スイッチング周波数は十分高いものとみなし、1スイッチング周期の動作について解析を行う。Fig.2より、スイッチの状態により3状態が考えられる。

2.1 状態1($Q_1 : ON, S_1 : ON, S_3 : ON$)

Fig.3(a)に、状態1における等価回路を示す。この状態のとき、トランスと C_2 を介してPWMインバータの入力両端に昇圧された電圧が印加され、出力側へ供給される。

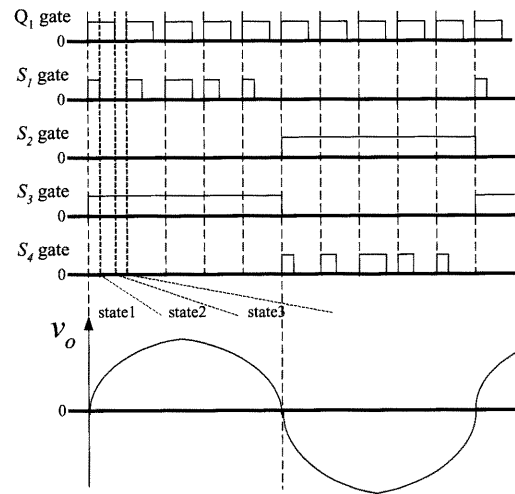


Fig. 2 Switching sequences.

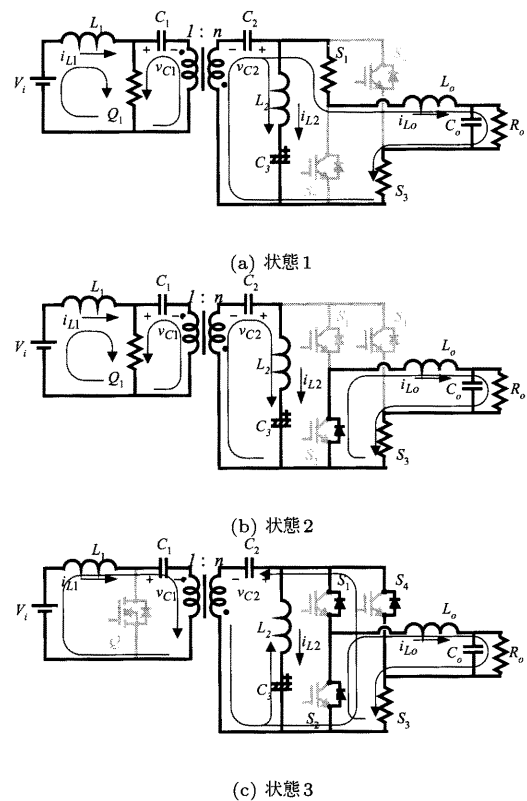


Fig. 3 Equivalent circuit of each states.

この時の状態方程式は、以下のように表される。

$$\left. \begin{aligned} v_{L_1} &= V_i - r_{Q_1} \hat{i}_{L_1} - nr_{Q_1} \hat{i}_{L_2} - nr_{Q_1} \hat{i}_{L_o} \\ v_{L_2} &= \hat{v}_{C'} - \hat{v}_{C_1} - nr_{Q_1} \hat{i}_{L_1} - n^2 r_{Q_1} \hat{i}_{L_2} \\ &\quad - n^2 r_{Q_1} \hat{i}_{L_o} \\ v_{L_o} &= \hat{v}_{C_1} - \hat{v}_{C_o} - nr_{Q_1} \hat{i}_{L_1} + (r_{S_1} + r_{S_3} \\ &\quad - n^2 r_{Q_1}) \hat{i}_{L_2} + (r_{S_1} + r_{S_3}) \hat{i}_{L_o} \\ i_{C'} &= -\hat{i}_{L_2} - \hat{i}_{L_o} \\ i_{C_3} &= \hat{i}_{L_2} \\ i_{C_o} &= \hat{i}_{L_o} - \frac{\hat{v}_{C_o}}{R_o} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ここで、 C' は C_1 を2次側に換算し、 C_2 との直列接続による合成容量を表したものであり、以下の式で与えられる。

$$C' = \frac{C_1 C_2}{C_1 + n^2 C_2} \quad (2)$$

2.2 状態2($Q_1 : ON, S_1 : OFF, S_3 : ON$)

Fig.3(b)に、状態2における等価回路を示す。この状態のとき、1次側から送られるエネルギーが、 L_2 、 C_3 へ送られ、PWMインバータへは供給されない。この時の状態方程式は、以下のように表される。

$$\left. \begin{aligned} v_{L_1} &= V_i - r_{Q_1} \hat{i}_{L_1} - nr_{Q_1} \hat{i}_{L_2} \\ v_{L_2} &= \hat{v}_{C'} - \hat{v}_{C_3} - nr_{Q_1} \hat{i}_{L_1} - n^2 r_{Q_1} \hat{i}_{L_2} \\ v_{L_o} &= -\hat{v}_{C_o} - nr_{Q_1} \hat{i}_{L_1} - (r_{D_2} + r_{S_3}) \hat{i}_{L_o} \\ i_{C'} &= -\hat{i}_{L_2} \\ i_{C_3} &= \hat{i}_{L_2} \\ i_{C_o} &= \hat{i}_{L_o} - \frac{\hat{v}_{C_o}}{R_o} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

2.3 状態3($Q_1 : OFF, S_1 : OFF, S_3 : ON$)

Fig.3(c)に、状態3における等価回路を示す。この状態のとき、インダクタ L_1 のエネルギーは C_1 へ、またPWMインバータのIGBTに並列接続されたダイオードを介して C_2 へエネルギーが充電される。この時の状態方程式は、以下のように表される。

$$\left. \begin{aligned} v_{L_1} &= V_i - \frac{1}{n} \hat{v}_{C'} - \frac{1}{n} (r_{D_1} + r_{D_2}) \hat{i}_{L_1} \\ &\quad - (r_{D_1} + r_{D_2}) \hat{i}_{L_2} \\ v_{L_2} &= -\hat{v}_{C_3} - \frac{1}{n} (r_{D_1} + r_{D_2}) \hat{i}_{L_1} - (r_{D_1} \\ &\quad + r_{D_2}) \hat{i}_{L_2} - r_{D_2} \hat{i}_{L_o} \\ v_{L_o} &= -\hat{v}_{C_o} - \frac{1}{n} r_{D_1} \hat{i}_{L_1} - r_{D_2} \hat{i}_{L_2} \\ &\quad - (r_{D_2} + r_{S_3}) \hat{i}_{L_o} \\ i_{C'} &= \frac{1}{n} \hat{i}_{L_1} - \hat{i}_{L_2} \\ i_{C_3} &= \hat{i}_{L_2} \\ i_{C_o} &= \hat{i}_{L_o} - \frac{\hat{v}_{C_o}}{R_o} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Table 1 Circuit parameter values.

Symbol	Description	value
V_i	Input voltage	20[V]
L_1	Input inductance	400[uH]
L_2	Middle inductance	1[mH]
LM	Magnetizing inductance	400[uH]
C_1	primary-side capacitance	3[mF]
C_2	Secondary-side capacitance	330[uF]
C_3	Middle capacitance	300[uF]
n	Turn ratio	3
L_o	Output inductance	3[mH]
C_o	Output capacitance	9.4[uF]
f_s	Switching frequency	30[kHz]

2.4 定常状態

以上の状態方程式より、状態平均化方程式を求め、定常状態を導出する。ここで、 D_{Q_1} をスイッチ Q_1 の時比率、 $d_{s_1}(t)$ をスイッチ S_1 の時比率とする。定常状態では、以下の関係式が成り立つ。

$$V_{C'} = \frac{n}{1 - D_{Q_1}} V_i \quad (5)$$

$$V_o = \frac{nd_{s_1}(t)}{1 - D_{Q_1}} \quad (6)$$

また、式5から、PWMインバータに印加されるパルス電圧の波高値(V_{inv-in})は、次のように表される。

$$V_{inv-in} = \frac{n}{1 - D_{Q_1}} V_i \quad (7)$$

スイッチ S_1 の時比率 $d_{s_1}(t)$ は、スイッチング1周期においては固定の値であるが、商用交流の出力電圧波形を得るために、次式のように時比率を変化させる。

$$d_{s_1}(t) = |d_{s_1-max} \cdot \sin(2\pi \cdot 50t)| \quad (8)$$

更に、PWMインバータの入力側両端には、スイッチ Q_1 がオンの時にのみ昇圧された電圧が印加されるので、以下のような時比率の条件が存在する。

$$D_{Q_1} \geq d_{s_1-max} \quad (9)$$

この条件より、PWMインバータへ一定の直流電圧が入力されているとみなすことができる。

3. 定常特性

Table1に、実験パラメータを示す。ここで、 C_1 の容量は、許容リップル電流より決定した。1次側は流れる電流値が大きいため、コンデンサの容量は大きくなる。しかし、1次側の電圧は低いため、耐圧は小さくすむので、コンデンサのサイズは、それほど大きくならない。それ故、実験では3mFのアルミ電解コンデンサを用いている。

Fig.4に、出力電力に対する効率特性の実験結果を示す。実験において、出力電圧が $100 \pm 1V$ となるように、時比

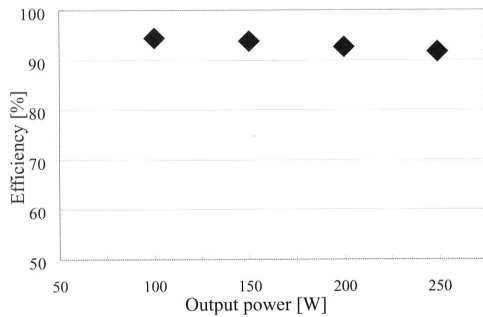


Fig. 4 Characteristics for efficiency.

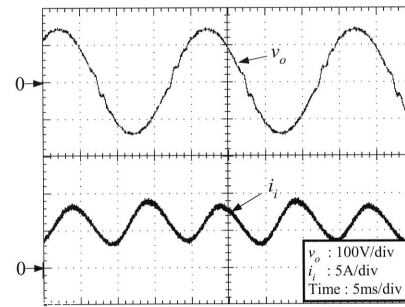


Fig. 6 Experimental waveforms without L_2C_3 .

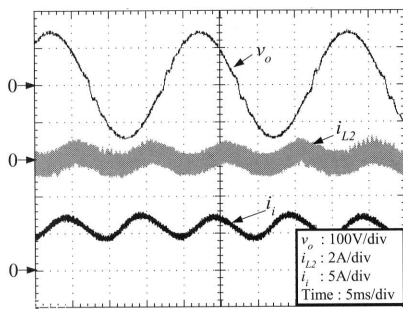


Fig. 5 Experimental waveforms at $L_2=1\text{mH}$.

率を調整して測定した。Fig.4より、出力電力250W時においても効率90%以上実現できていることが確認できる。

Fig.5に、出力電力100Wにおける出力電圧波形(v_o)、入力電流波形(i_i)、及びインダクタ L_2 に流れる電流波形(i_{L2})を示す。この図から、商用交流の電圧が出力されていることが確認でき、提案回路のDC-AC変換動作の妥当性が確認できる。更に、インダクタ電流 i_{L2} が零を交差しながら、低周波で変動していることが確認できる。 i_{L2} が負のとき、 L_2C_3 の直列回路に蓄えられたエネルギーを放電していることを意味し、 i_{L2} が正のとき、入力電力を L_2C_3 の直列回路に蓄えていることを意味する。この動作がなされることにより、 L_2C_3 の直列回路がパルスでのエネルギータンクの役割を担い、入力電流の低周波リプルを低減を図っている。比較のために、Fig.6に、直列 L_2C_3 回路が挿入されていない場合における、実験動作波形を示す。この時の実験条件は、Fig.5と同じであり、効率も同じ結果であった。Fig.6において、入力電流リプルは、 $6.11A_{p-p}$ であった。一方、直列 L_2C_3 回路が挿入されている場合のFig.5は、 $4A_{p-p}$ である。従って、直列 L_2C_3 回路の入力電流リプル低減効果が、実験によっても確かめられた。

4. 入力電流リプル低減

直列 L_2C_3 回路による入力電流リプルの低減効果は確認された。しかし、 $4A_{p-p}$ は、十分な低減量でない。直列

L_2C_3 回路のパラメータによる、入力電流リプルの低減手法について述べる。

4.1 リプル周波数との整合による低減

前章で求めた状態方程式から、入力電流の定常状態の式を求めると、以下ようになる。

$$I_i = \frac{d_{s1}^2}{2R_o(1 - D_{Q1})^2} V_i \quad (10)$$

低周波の入力電流リプルは、出力電圧の交流電圧により発生している。提案回路は、PWMインバータにおいて S_2 及び S_3 により、出力電圧の正負を切り換えている。従って、商用周波数を50Hzとすると、入力電流リプルに生ずるリプルの周波数は、100Hzである。

そこで、直列 L_2C_3 回路において、この回路の共振周波数を100Hzにすれば、 L_2C_3 回路におけるインピーダンスは100Hzにおいて最小値となり、リプル成分が直列の L_2C_3 回路に流れ、入力電流リプルを減少させると推測される。直列 L_2C_3 回路のインピーダンスは、次式で表される。

$$|Z| = \left| j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_3} \right) \right| \quad (11)$$

ここで、コンデンサの容量を大きくすることは、従来の構成におけるコンデンサの問題と同様に小形化を困難にする結果となるので、ここでは、インダクタンスを変化させて入力電流リプルの低減効果を検証する。

L_2 の値を変化させたときの直列 L_2C_3 回路のインピーダンス特性及び入力電流リプルを、Fig.7に示す。この実験において、コンデンサ C_3 は、 $300\mu\text{F}$ であり、 $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 100\text{rad/sec}$ である。Fig.7から、インピーダンス特性曲線と入力電流リプルの変化がよく一致していることが確認できる。

また、Fig.8に、 $L_2=8\text{mH}$ における、実験波形を示す。この時の入力電流リプルは、 $1.44A_{p-p}$ であった。以上のことから、リプルの周波数において直列 L_2C_3 回路のイン

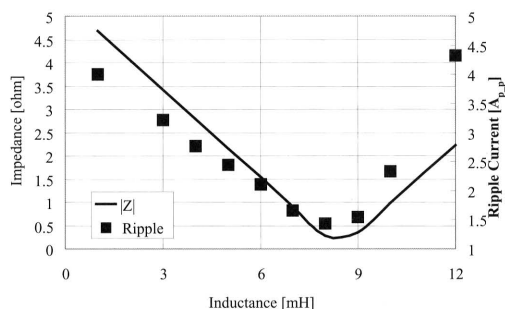


Fig. 7 Characteristics of L_2C_3 circuit impedance and input current-ripple.

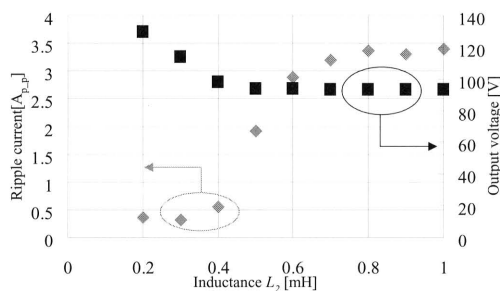


Fig. 9 Output voltage and input current-ripple by inductance L_2 .

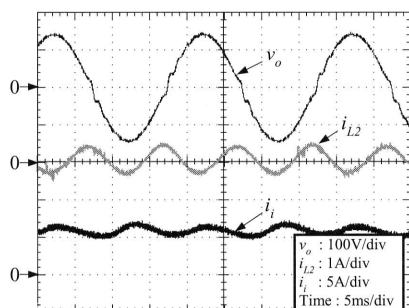


Fig. 8 Experimental waveforms at $L_2=8\text{mH}$.

ピーダンスを最小にさせることで、入力電流リプルを低減させることが確認された。

4.2 電流保持期間モード適用による低減

前節で述べた入力電流リプル低減手法は、共振周波数とリプル周波数を整合させることであった。しかしながら、整合させる周波数が低周波数であるため、パラメータの値が大きくなってしまいう欠点が存在する。前節では、インダクタンスが8mHとなる結果であった。そこで、ここでは小さなインダクタンス値(1mH以下)及びキャパシタンス値による入力電流リプルの影響を調べる。

4.2.1 インダクタンス L_2 の値

まず、インダクタンス L_2 の値に対する入力電流リプルの関係を調べる。ここで、キャパシタンス C_3 の値は、 $40\mu\text{F}$ とする。実験測定結果を、Fig.9に示す。この結果から、 L_2 が $400\mu\text{H}$ よりも大きくなると入力電流リプルが増加し、一方、 $400\mu\text{H}$ よりも小さい値ではリプルが小さいことが確認できる。更に、Fig.9中に示されている、出力電圧において、 $400\mu\text{H}$ より小さい値で上昇していることが確認できる。

Fig.10及びFig.11に、PWMインバータの入力両端電圧波形 (V_{inv_in})、及びインダクタ L_2 (i_{L2}) に流れる電流波形を示す。Fig.10が、 $L_2=200\mu\text{H}$ のときにおける実験波形、Fig.11が、 $L_2=700\mu\text{H}$ のときにおける実験波形

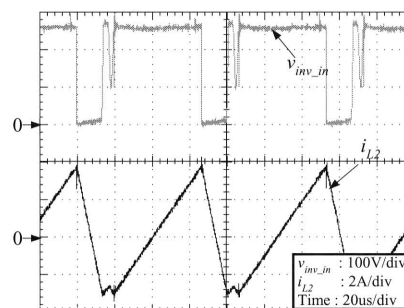


Fig. 10 Experimental waveforms at $L_2=200\mu\text{H}$.

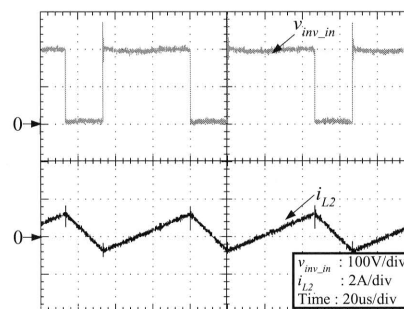


Fig. 11 Experimental waveforms at $L_2=700\mu\text{H}$.

である。Fig.10の i_{L2} 波形において、電流の傾きがほぼ平坦になる期間が存在していることが確認できる。一方、Fig.11の i_{L2} 波形では、観測されない。この結果から、この電流の傾きが保持される、電流保持期間モードが存在するように L_2 のインダクタンスを設計することで、入力電流リプルが低減されることが考察される。この電流保持期間モードは、DC-DCコンバータにおいては電流不連続モードに相当し、一般に電流不連続モードにおいてはインダクタンスの値によって出力電圧が変化する。このことから、電流保持期間モードが存在する領域の境界は、 $400\mu\text{H}$ であると推測される。

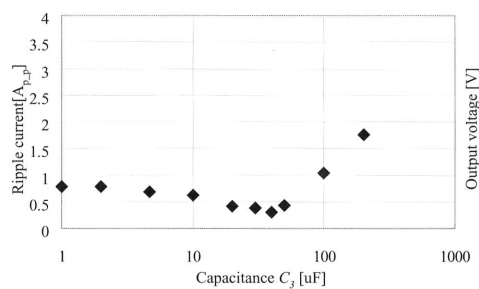


Fig. 12 Input current-ripple by capacitance C_2 .

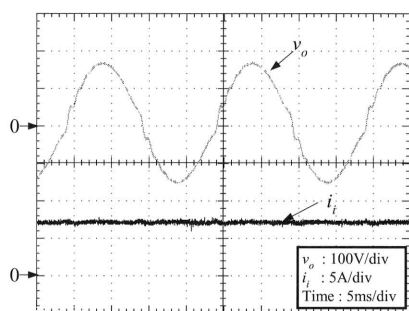


Fig. 13 Experimental waveforms at $L_2=300\mu\text{H}$.

4.2.2 キャパシタンス C_3 の値

次に、キャパシタンス C_3 の値に対する入力電流リプルの影響を調べる。ここで、 L_2 のインダクタンスは、 $300\mu\text{H}$ とした。Fig.12に、実験測定結果を示す。この結果から、キャパシタンスとリプルの関係は、対数的に影響があることが考察される。更に、コンデンサの容量が大きくなるにつれ、リプルが増加していることが確認できる。従来の構成や前節の低減手法では、キャパシタンスが増加するにつれ、電流リプルが低減することが一般的であった。この電流保持期間が存在する動作モードでは、従来とは異なる特性である。この詳細な解析及び低減メカニズムは今後の課題である。

また、キャパシタンスが、数十 μF で済むということは、フィルムコンデンサが使用可能であり、小形化が可能である。最後に、Fig.13に、 $L_2=300\mu\text{H}$ 、 $C_3=40\mu\text{F}$ における出力電圧波形、及び入力電流波形を示す。このFig.13から、入力電流リプルは、 0.3A_{p-p} であった。以上の結果から、電流保持期間モードが存在するように設計すると、入力電流リプルが低減されることが確認できた。

5. ま と め

本稿では、燃料電池用パルスリンク方式DC-ACコンバータの動作特性を解析し、燃料電池用途で課題となる、入力電流リプルの低減について考察した。中間に挿入されている、直列の L_2C_3 回路のパラメータにおいて、その共振周波数を低周波のリプル周波数と整合させることで、電流リプルを低減することができた。更に、小さなインダクタンス、キャパシタンスを用い、電流保持期間モードが存在するように設計すると、入力電流リプルが低減することが確認された。このとき、キャパシタはフィルムコンデンサを適用できる程度まで低減できた。この電流保持期間モードが存在する動作モードにおける、詳細な解析及び低減メカニズムの解明が、今後の課題である。

参 考 文 献

- 1) 2005年日本の部門別二酸化炭素の排出量の割合-各部門の直接排出量-, 温室効果ガスインベントリオフィス, 2007年
- 2) NEDO ホームページ”よくわかる! 技術解説内-燃料電池技術解説”, <http://app2.infoc.nedo.go.jp/kaisetsu/evm/ev03/index.html>
- 3) S. Moon, J. Lai, S. Park and C. Liu, ”Impact of SOFC Fuel Cell Source Impedance on Low Frequency AC Ripple,” Power Electronics Specialists Conference, Proc. of IEEE PESC 2006, pp.2037-2042, Jun. 2006.
- 4) W. Choi, P.N. Enjeti and J.W. Howze, ”Development of an Equivalent Circuit Model of a Fuel Cell to Evaluate the Effects of Inverter Ripple Current,” Proc. of IEEE APEC 2004, pp. 255-361, Feb. 2004.
- 5) R. S. Gemmen, ”Analysis for the Effect of Inverter Ripple Current on Fuel Cell Operating Condition,” Journal of Fluids Engineering, Vol. 125, Issue 3, pp. 576-585, May 2003.
- 6) W. Shireen, R. A. Kulkarni, M. Arefeen, ”Analysis and minimization of input ripple current in PWM inverters for designing reliable fuel cell power systems,” Journal of Power Sources, Vol. 156, pp. 448-454, 2006.
- 7) G. Fontes, C. Turpin, R. Saisset, T. Meynard, and S. Astier, ”Interactions between fuel cells and power converters Influence of current harmonics on a fuel cell stack,” Proc. of PESC 2004, pp. 4729-4735, 2004.
- 8) K. Fukushima, T. Ninomiya, S. Abe, I. Norigoe, Y. Harada, K. Tsukakoshi, and Z. Dai, ”Steady-State Characteristics of a novel DC-AC Converter for Fuel Cells,” Proc. of IEEE INTELEC 2007, pp.904-908, 2007.
- 9) P. T. Krein, R. S. Balog, and X. Geng, ”High-Frequency Link Inverter for Fuel Cells Based on Multiple-Carrier PWM,” IEEE Transaction on PE, Vol. 19, No. 5, pp. 1279-1288, Sep. 2004.
- 10) D. Chen and L. Li, ”Novel Static Inverters With High Frequency Pulse DC Link,” IEEE Transaction on PE, Vol. 19, No. 4, pp. 971-978, Jul. 2004.